

Transmitter and receiver for orthogonal frequency division multiplexing signal

Patent Number: ☐ US5757766
Publication date: 1998-05-26
Inventor(s): SUGITA TAKEHIRO [JP]
Applicant(s): SONY CORP [JP]
Requested Patent: ☐ JP8331095
Application Number: US19960650266 19960522
Priority Number(s): JP19950158615 19950531
IPC Classification: H04K1/10
EC Classification: H04B1/707, H04L5/02Q1, H04L27/26M3, H04L27/26M5
Equivalents: CA2177556, CN1147737

Abstract

In a communication system, the energy of each bit of the inputted information bit string is diffused over the whole frequency band of the orthogonal carriers, and the energy of the plural bits is multiplexed onto each orthogonal carrier. As a result, even though frequency selective fading has occurred attenuation value of the energy of each bit is some remarkable degrading of the error rate can be alleviated, and changing of the data rate can be easily accommodated by modifying the number of the code multiplexing. In this way, a communication system can be realized which is able to alleviate the performance deterioration due to frequency selective fading, and to easily cope with a modification of the data rate.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-331095

(43) 公開日 平成8年(1996)12月13日

(51) Int.Cl.⁹

H 0 4 J 11/00

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 J 11/00

技術表示箇所

Z

審査請求 未請求 請求項の数13 F D (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平7-158615

(22) 出願日 平成7年(1995)5月31日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 杉田 武弘

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー株式会社内

(74) 代理人 弁理士 田辺 恵基

(54) 【発明の名称】 通信システム

(57) 【要約】

【目的】本発明は通信システムに関し、周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得るような通信システムを実現する。

【構成】入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを直交キャリアの帯域全体に拡散し、各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重するようにしたことにより、周波数選択性フェージングが生じてても各ビットのエネルギーの減衰量は僅かであり、誤り率の著しい低下を低減することができると共に、データレートを変更する場合にも符号多重数を変更することにより容易に対応することができる。かくするにつき周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得る通信システムを実現し得る。

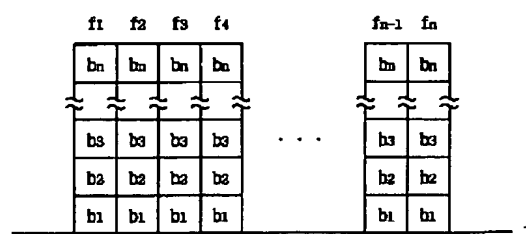


図2 各ビットのエネルギー分布

【特許請求の範囲】

【請求項 1】互いに直交する複数の直交キャリアを用いて送信装置と受信装置との間で通信する通信システムにおいて、

上記送信装置は、

入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを上記直交キャリアの帯域全体に拡散し、かつ上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を送信し、

上記受信装置は、

受信した上記直交周波数多重信号から上記各直交キャリアにおける直交位相成分を抽出し、抽出した直交位相成分を時系列的にまとめて各ビットについて逆拡散を施し、上記情報ビット列を復調するようにしたことを特徴とする通信システム。

【請求項 2】互いに直交する複数の直交キャリアを用いて送信装置と受信装置との間で通信する通信システムにおいて、

上記送信装置は、

入力された情報ビット列を変調多値数に応じて並列データ列に変換する第 1 の直列並列変換器と、

上記第 1 の直列並列変換器から出力される並列データ列を基に直交位相信号を生成する変調器と、

上記変調器から出力される上記直交位相信号を符号チャンネル数に応じて並列データ列に変換する第 2 の直列並列変換器と、

各符号チャンネルに対応する拡散符号を発生する拡散符号発生器と、

上記第 2 の直列並列変換器から出力される並列データ列に上記拡散符号発生器によって発生した拡散符号をそれぞれ乗算する複数の乗算器と、

上記複数の乗算器の乗算結果を直交位相別にそれぞれ足し合わせる第 1 及び第 2 の加算器と、

上記第 1 及び第 2 の加算器から出力される直交位相成分をそれぞれ上記各直交キャリアに振り分ける第 3 及び第 4 の直列並列変換器と、

上記第 3 及び第 4 の直列並列変換器によつて振り分けた直交位相成分を基に直交周波数多重信号を生成する逆フーリエ変換器とを具備し、上記直交周波数多重信号を所定の送信手段を介して送信し、

上記受信装置は、

上記送信装置が送信する信号を受信して得られるベースバンド信号に含まれる上記直交周波数多重信号を基に、上記各直交キャリアにおける直交位相成分をそれぞれ抽出するフーリエ変換器と、

上記フーリエ変換器から出力される複数の直交位相成分を直列信号列に変換する第 1 の並列直列変換器と、

各符号チャンネルに対応する拡散符号を発生する拡散符号発生器と、

上記第 1 の並列直列変換器から出力される直列信号列に

対して、上記拡散符号発生器によつて発生した拡散符号をそれぞれ乗算する複数の乗算器と、

上記乗算器の乗算結果をそれぞれ所定時間分足し合わせる複数の積算器と、

上記複数の積算器から出力される積算結果を直列信号列に変換する第 2 の並列直列変換器と、

上記第 2 の並列直列変換器から出力される直交位相信号から情報シンボルを復調する復調器と、

上記復調器から出力される情報シンボルを直列データ列に変換して情報ビット列を生成する第 3 の並列直列変換器とを具備し、上記送信装置が送信した情報ビット列を復調することを特徴とする通信システム。

【請求項 3】上記送信装置は、

上記第 2 の直列並列変換器の前段に上記変調器を設けるのではなく、上記第 2 の直列並列変換器の後段に上記変調器を符号チャンネル毎に設けるようにしたことを特徴とする請求項 2 に記載の通信システム。

【請求項 4】上記受信装置は、

上記第 2 の並列直列変換器の後段に上記復調器を設けるのではなく、上記第 2 の並列直列変換器の前段に上記復調器を符号チャンネル毎に設けるようにしたことを特徴とする請求項 2 に記載の通信システム。

【請求項 5】上記拡散符号発生器は、

システム毎に異なる第 1 の拡散符号を発生する第 1 の拡散符号発生器と、

各符号チャンネル毎に異なる第 2 の拡散符号を発生する第 2 の拡散符号発生器とを具備し、上記第 1 の拡散符号と上記各符号チャンネル毎に異なる第 2 の拡散符号とを乗算することにより各符号チャンネルに対応する拡散符号を発生するようにしたことを特徴とする請求項 2 に記載の通信システム。

【請求項 6】上記第 1 の拡散符号発生器は、

上記第 1 の拡散符号として最長線形符号系列に代表される疑似雑音符号を発生することを特徴とする請求項 5 に記載の通信システム。

【請求項 7】上記第 2 の拡散符号発生器は、

上記第 2 の拡散符号として最長線形符号系列に代表される疑似雑音符号を発生することを特徴とする請求項 5 に記載の通信システム。

【請求項 8】上記第 2 の拡散符号発生器は、

上記第 2 の拡散符号として直交符号を発生することを特徴とする請求項 5 に記載の通信システム。

【請求項 9】互いに直交する複数の直交キャリアを用いて送信装置と受信装置との間で通信する通信システムにおいて、

上記送信装置は、

入力された情報ビット列を符号チャンネル数に応じて並列データ列に変換する第 1 の直列並列変換器と、

上記第 1 の直列並列変換器から出力される並列データ列をそれぞれ変調多値数に応じて並列データ列に変換する

10

20

30

40

50

複数の第 2 の直列並列変換器と、
 上記第 2 の直列並列変換器に対してそれぞれ設けられ、
 上記並列データ列を基に直交位相信号を生成する複数の
 変調器と、
 各符号チャンネルに対応する拡散符号を発生する拡散符
 号発生器と、
 上記複数の変調器から出力される直交位相信号に上記拡
 散符号発生器によって発生した拡散符号をそれぞれ乗算
 する複数の乗算器と、
 上記複数の乗算器の乗算結果を直交位相別にそれぞれ足
 し合わせる第 1 及び第 2 の加算器と、
 上記第 1 及び第 2 の加算器から出力される直交位相成分
 をそれぞれ上記各直交キャリアに振り分ける第 3 及び第
 4 の直列並列変換器と、
 上記第 3 及び第 4 の直列並列変換器によつて振り分けた
 直交位相成分を基に直交周波数多重信号を生成する逆フ
 ーリエ変換器とを具備、上記直交周波数多重信号を所定
 の送信手段を介して送信し、
 上記受信装置は、
 上記送信装置が送信する信号を受信して得られるベース
 バンド信号に含まれる上記直交周波数多重信号を基に、
 上記各直交キャリアにおける直交位相成分をそれぞれ抽
 出するフーリエ変換器と、
 上記フーリエ変換器から出力される複数の直交位相成分
 を直列信号列に変換する第 1 の並列直列変換器と、
 各符号チャンネルに対応する拡散符号を発生する拡散符
 号発生器と、
 上記第 1 の並列直列変換器から出力される直列信号列に
 対して、上記拡散符号発生器によつて発生した拡散符号
 をそれぞれ乗算する複数の乗算器と、
 上記乗算器の乗算結果をそれぞれ所定時間分足し合わせ
 る複数の積算器と、
 上記積算器から出力される積算結果を基にそれぞれ符号
 チャンネル毎の情報シンボルを復調する複数の復調器
 と、
 上記復調器から出力される情報シンボルを直列データ列
 に変換して符号チャンネル毎の情報ビットを生成する複
 数の第 2 の並列直列変換器と、
 上記複数の第 2 の並列直列変換器から出力される情報ビ
 ットを直列データ列に変換して情報ビット列を生成する
 第 3 の並列直列変換器とを具備、上記送信装置が送信し
 た情報ビット列を復調することを特徴とする通信システ
 ム。
 【請求項 10】上記拡散符号発生器は、
 システム毎に異なる第 1 の拡散符号を発生する第 1 の拡
 散符号発生器と、
 各符号チャンネル毎に異なる第 2 の拡散符号を発生する
 第 2 の拡散符号発生器とを具備、上記第 1 の拡散符号と
 上記各符号チャンネル毎に異なる第 2 の拡散符号とを乗
 算することにより各符号チャンネルに対応する拡散符号

を発生するようにしたことを特徴とする請求項 9 に記載
 の通信システム。

【請求項 11】上記第 1 の拡散符号発生器は、
 上記第 1 の拡散符号として最長線形符号系列に代表され
 る疑似雑音符号を発生することを特徴とする請求項 10
 に記載の通信システム。

【請求項 12】上記第 2 の拡散符号発生器は、
 上記第 2 の拡散符号として最長線形符号系列に代表され
 る疑似雑音符号を発生することを特徴とする請求項 10
 に記載の通信システム。

【請求項 13】上記第 2 の拡散符号発生器は、
 上記第 2 の拡散符号として直交符号を発生することを特
 徴とする請求項 10 に記載の通信システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【目次】以下の順序で本発明を説明する。

産業上の利用分野

従来の技術（図 8 及び図 9）

発明が解決しようとする課題（図 10）

課題を解決するための手段

作用

実施例

（1）第 1 実施例（図 1～図 5）

（2）第 2 実施例（図 6 及び図 7）

（3）他の実施例

発明の効果

【0002】

【産業上の利用分野】本発明は通信システムに関し、例
 えば動画像のような高速データを伝送する移動通信シ
 ステムに適用して好適なものである。

【0003】

【従来の技術】従来、データを高いデータレートで伝送
 する移動通信方式として、OFDM（Orthogonal Fre
 quency Division Multiplexing）と呼ばれる直交周波数分
 割多重方式がある。この方式は位相が互いに直交する複
 数の直交キャリアを同時に用いて情報データをデジタル
 変調して送信するものであり、DAB（Digital Audi
 o Broadcast）と呼ばれる欧州のデジタル方式のラジ
 オ放送に使われている他、次世代の高品位テレビジョン
 の伝送方式としても期待されている。

【0004】ここでこの OFDM 方式について、図 8 及
 び図 9 を用いて説明する。まず図 8 に示すように、OF
 DM 方式の送信装置 1 においては、送信する情報データ
 （情報ビット列）S1 を直列並列変換器（S/P）2 に
 入力するようになされている。直列並列変換器 2 は入力
 された情報データ S1 を変調多値数に応じて並列データ
 列に変換する。因みに、変調方式が BPSK（Binary P
 hase Shift Keying：2 相位相偏移変調）であれば変調
 多値数は「1」になり、また QPSK（Quadrature Pha
 se Shift Keying：4 相位相偏移変調）であれば変調多

値数は「2」になり、また8相PSK（8相位相偏移変調）であれば変調多値数は「3」になり、また16QAM（Quadrature Amplitude Modulation：直交振幅変調）であれば変調多値数は「4」になる。

【0005】変調器3は入力された並列データ列に基づいて所定の変調方式に応じた直交位相信号を生成する。この直交位相信号は直列並列変換器（S/P）4に入力され、ここで直交キャリア数に応じて並列データ列に変換される。逆フーリエ変換器（IFFT）5は入力された並列データ列を時間軸領域の信号に変換し、送信信号S2として出力する。この送信信号S2は周波数変換器6で所望の搬送波周波数帯の信号に変換された後、高周波増幅器7で所定電力に増幅され、アンテナ8を介して空中に放射される。

【0006】一方、図9に示すように、OFDM方式の受信装置9においては、アンテナ10で受信した受信信号を高周波増幅器11で増幅し、周波数変換器12によってベースバンド信号S3に変換した後、フーリエ変換器（FFT）13に入力するようになっている。フーリエ変換器13は入力されたベースバンド信号S3から各直交キャリアにおける直交位相成分を抽出し、並列直列変換器（P/S）14に出力する。並列直列変換器14は入力された複数の直交位相成分を直列変換する。復調器15は直列変換された直交位相成分に対して復調を行う。このとき復調器15によって得られるデータは変調多値数に応じた並列データ列（すなわち情報シンボル）になっているため、並列直列変換器（P/S）16によって直列データ列に変換することにより情報データS4が得られる。

【0007】このような構成を有するOFDM方式は、複数の直交キャリアを同時に用いているためシンボル長が長く（例えば数10〔μS〕）、マルチパスによる符号間干渉の影響を受け難いという特徴がある。特に送信側で逆フーリエ変換後にシンボル間にガードタイムを挿入すればその影響を完全に排除ことができ、移動通信に非常に適している通信方式といえる。

【0008】【発明が解決しようとする課題】ところでOFDM方式の場合、各キャリア単位で考えれば狭帯域となつているため周波数選択性フェージングによる影響（すなわち受信電力の時間変動）が大きく、これが誤り率等の伝送特性に大きく影響を与えている。すなわちOFDM方式は、シンボル長が長いということによってマルチパス遅延の影響を無視でき、等化器が不要という特徴を持つ反面、各キャリアが狭帯域となり、フェージングの影響を受け易いという問題を抱えている。

【0009】この点について図10を用いて説明する。図10は変調方式としてBPSKを用いた場合、各キャリアにどのビットのエネルギーが含まれているかを示している。この図10に示すように、各キャリアには1ビ

ットのエネルギーしか含まれていない。このため周波数選択性フェージングによつてあるキャリアのエネルギーが減衰すると、そのキャリアを用いて送られるビットの誤り率は著しく大きくなってしまい、全帯域の誤り率も大きく影響を受けてしまう。

【0010】またOFDM方式の場合、キャリア数によつてデータレートが決まるため、データレートを変更する場合にはキャリア数を変更する必要がある。このときキャリア数の変更によつて伝送帯域幅が変化するため、送信装置及び受信装置に使用されるフィルタの帯域幅を変えなければ性能劣化が生じてしまう。このようにOFDM方式の場合には、データレートを変更する際に容易に対応できない問題もある。

【0011】本発明は以上の点を考慮してなされたもので、OFDM方式の利点を持ちながら周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得る通信システムを提案しようとするものである。

【0012】

【課題を解決するための手段】かかる課題を解決するため本発明においては、入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを直交キャリアの帯域全体に拡散し、かつ各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を送信装置から送信するようにした。

【0013】

【作用】入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを直交キャリアの帯域全体に拡散し、かつ各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重するようにしたことにより、周波数選択性フェージングによつて一部の直交キャリアのエネルギーが失われたとしても、各ビットのエネルギーの減衰量は僅かであり、誤り率の著しい低下を低減することができる。またこの場合、各直交キャリアに対して複数のビットを多重しているため、符号多重数を変更することにより、従来のようなフィルタの帯域幅変更等を伴わずに容易にデータレートを変更することができる。

【0014】

【実施例】以下図面について、本発明の一実施例を詳述する。

【0015】（1）第1実施例

OFDM方式では、図1に示すように、互いに直交する複数の直交キャリアを用いて伝送するが、この実施例の場合には、1ビットの情報を全ての直交キャリアに電力分散させる（ここではこれをスペクトル拡散と呼ぶ）と共に、符号多重という手法を用いることにより、周波数利用効率の向上を実現する。

【0016】すなわち送信装置では、情報データ（情報ビット列）を変調器によつて直交位相信号に変換した後、直列並列変換器によつて並列データ列に変換し、各

データ列毎に異なる拡散符号を乗じる。そして拡散符号を乗じた各並列データ列を足し合わせ、これを順次各直交キャリアに割り当てて逆フーリエ変換を行うことにより、情報データを帯域全体に拡散し、符号多重した信号を生成する。

【0017】一方、受信装置では、フーリエ変換によつて各直交キャリアにおける直交位相成分を抽出した後、抽出した直交位相成分を並列直列変換器によつて直列信号列に変換し、これを符号チャンネル数に応じて分岐して当該符号チャンネル毎に異なる拡散符号を乗じる。そして拡散符号を乗じた並列信号列をそれぞれ拡散符号長分積算し、当該積算したものを基に情報データを復調する。

【0018】因みに、拡散符号としては、各符号チャンネルに共通で且つシステム毎に異なる第1の拡散符号と各符号チャンネル毎に異なる第2の拡散符号とを乗算したものをを用いる。

【0019】このようにすることにより、1ビットの情報全直交キャリア（すなわち全直交周波数）に分散して周波数選択性フェージングによる誤り率の低下を低減することができる。すなわち図2に示すように、この実施例の場合には、全キャリア（ $f_1 \sim f_n$ ）に各ビット（ $b_1 \sim b_n$ ）のエネルギーが分散されて伝送される。特定のキャリアについて見ると、異なるビットが符号多重されて重畳されている。このため周波数選択性フェージングによつて一部のキャリアのエネルギーが失われたとしても、各ビットのエネルギーの減衰量は僅かであり、誤り率の著しい低下を避けることが可能になる。

【0020】また各符号チャンネルに共通で且つシステム毎に異なる第1の拡散符号と各符号チャンネル毎に異なる第2の拡散符号とを乗じたものを拡散符号として用いることにより、システム間の干渉や符号チャンネル間の干渉を低減することができる。また複数のビットを符号多重を用いて同一周波数に多重しているため、符号多重数を変更することにより、フィルタの帯域幅の変更を伴わずに容易にデータレートの変更が可能になる。

【0021】ここで図8との対応部分に同一符号を付して示す図3において、この実施例による具体的な送信装置の構成を示す。この図3に示すように、送信装置20では、情報データ（情報ビット列）S1を直列並列変換器（S/P）2に入力し、ここで当該情報データS1を変調多値数に応じて並列データ列に変換する。但し、情報データS1がそもそも変調方式に合わせて並列データ列になつていれば並列変換する必要はない。

【0022】因みに、変調方式がBPSK（Binary Phase Shift Keying：2相位相偏移変調）であれば変調多値数は「1」になり、またQPSK（Quadrature Phase Shift Keying：4相位相偏移変調）であれば変調多値数は「2」になり、また8相PSK（8相位相偏移変調）であれば変調多値数は「3」になり、また16QAM

M（Quadrature Amplitude Modulation：直交振幅変調）であれば変調多値数は「4」になる。

【0023】変調器3は入力された並列データ列に基づいて所定の変調方式に応じた直交位相信号（I、Q）を生成する。例えば変調方式がQPSKの場合には、2ビットの情報から4位相の情報を生成する。この生成された直交位相信号を〔I成分、Q成分〕という形式で表現すれば、〔1、1〕、〔-1、1〕、〔-1、-1〕、又は〔1、-1〕のいずれかになる。

【0024】変調器3によつて生成された直交位相信号（I、Q）はそれぞれ直列並列変換器（S/P）4に入力され、ここで符号多重数（すなわち符号チャンネル数）に応じて並列データ列（ I_1 及び $Q_1 \sim I_n$ 及び Q_n ）に変換される。因みに、ここでいう並列データ列への変換は各直交位相信号それぞれについて直列並列変換を行うことを意味している。すなわちI成分、Q成分がそれぞれ符号チャンネル数に応じて直列並列変換される。

【0025】ここで拡散符号発生器21は各符号チャンネル毎に異なる拡散符号（ $c_1 \sim c_n$ ）を発生する。この拡散符号（ $c_1 \sim c_n$ ）はそれぞれ乗算器（ X_{11} 及び $X_{n1} \sim X_{1n}$ 及び X_{nn} ）に供給され、ここで符号チャンネル毎に直交位相信号（ I_1 及び $Q_1 \sim I_n$ 及び Q_n ）に乗算される。すなわち乗算器 X_{11} は同相成分 I_1 と拡散符号 c_1 とを乗算し、乗算器 X_{n1} は直交成分 Q_1 と拡散符号 c_1 とを乗算する。また乗算器 X_{1n} は同相成分 I_n と拡散符号 c_n とを乗算し、乗算器 X_{nn} は直交成分 Q_n と拡散符号 c_n とを乗算する。さらに乗算器 X_{1n} は同相成分 I_n と拡散符号 c_1 とを乗算し、乗算器 X_{nn} は直交成分 Q_n と拡散符号 c_n とを乗算する。このように同一の符号チャンネルにおいては、各成分に同一の拡散符号が乗算される。

【0026】この乗算器（ X_{11} 及び $X_{n1} \sim X_{1n}$ 及び X_{nn} ）の出力は直交位相別にそれぞれ加算器22、23に入力され足し合わされる。すなわち加算器22では各符号チャンネルのI成分である乗算器 $X_{11} \sim X_{1n}$ の出力が足し合わされ、加算器23では各符号チャンネルのQ成分である乗算器 $X_{n1} \sim X_{nn}$ の出力が足し合わされる。

【0027】加算器22の出力は直列並列変換器（S/P）24に入力され、ここで直交キャリア数に応じて並列データ列に変換された後、OFDMの各直交キャリアのI成分として逆フーリエ変換器（IFFT）25に供給される。また加算器23の出力は直列並列変換器（S/P）26に入力され、ここで直交キャリア数に応じて並列データ列に変換された後、OFDMの各直交キャリアのQ成分として逆フーリエ変換器25に供給される。

【0028】逆フーリエ変換器25は供給された各直交キャリアの位相情報（すなわちI成分及びQ成分からなる直交位相成分）から直交周波数多重信号S10、S11を生成し、当該直交周波数多重信号S10、S11を

周波数変換器27に出力する。周波数変換器27は入力された直交周波数多重信号S10、S11を所望の搬送波周波数帯の信号に変換し、送信信号S12として出力する。この送信信号S12は高周波増幅器7に輸入され、ここで所定電力に増幅された後、アンテナ8を介して空中に放射される。

【0029】これに対して図9との対応部分に同一符号を付して示す図4において、この実施例による具体的な受信装置の構成を示す。この図4に示すように、受信装置30では、アンテナ10で受信した受信信号を高周波増幅器11で所定電力に増幅し、周波数変換器31によつてベースバンド信号S20、S21に変換した後、フーリエ変換器(FFT)32に輸入するようになされている。因みに、ベースバンド信号S20、S21は送信装置20における直交周波数多重信号S10、S11に対応するものである。

【0030】フーリエ変換器32は入力されたベースバンド信号S20、S21から各直交キャリアにおける直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を抽出し、並列直列変換器(P/S)33に出力する。並列直列変換器33は入力された直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を直列信号列に変換する。すなわち並列直列変換器33では、直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を各成分毎に直列変換し、直交位相成分 I' 、 Q' を出力する。この直交位相成分 I' 、 Q' は符号チャネル数に応じて分岐され、乗算器(Y_{11} 及び $Y_{a1} \sim Y_{1n}$ 及び Y_{an})に供給される。

【0031】ここで拡散符号発生器34は送信側の拡散符号発生器21に対応するものであり、各符号チャネル毎に異なる拡散符号($c_1 \sim c_n$)を発生する。この拡散符号($c_1 \sim c_n$)はそれぞれ乗算器(Y_{11} 及び $Y_{a1} \sim Y_{1n}$ 及び Y_{an})に供給され、直交位相成分 I' 、 Q' に乗算される。すなわち乗算器 Y_{11} は同相成分 I' と拡散符号 c_1 とを乗算し、乗算器 Y_{a1} は直交成分 Q' と拡散符号 c_1 とを乗算する。また乗算器 Y_{12} は同相成分 I' と拡散符号 c_2 とを乗算し、乗算器 Y_{a2} は直交成分 Q' と拡散符号 c_2 とを乗算する。さらに乗算器 Y_{1n} は同相成分 I' と拡散符号 c_n とを乗算し、乗算器 Y_{an} は直交成分 Q' と拡散符号 c_n とを乗算する。このように直交位相成分 I' 、 Q' には符号チャネル毎に異なる拡散符号が乗算される。

【0032】乗算器(Y_{11} 及び $Y_{a1} \sim Y_{1n}$ 及び Y_{an})の出力は、符号チャネル毎にそれぞれ積算器 $Z_1 \sim Z_n$ に輸入され、ここで符号チャネル毎に拡散符号長分ずつ積算される。この場合、積算器 $Z_1 \sim Z_n$ は2入力2出力の構成を有し、それぞれ入力されたものを独立に積算して出力する。積算器 $Z_1 \sim Z_n$ から出力される符号チャネル毎の積算結果は、それぞれ並列直列変換器(P/S)14に輸入され、ここで各成分毎に直列信号列に変換される。すなわち並列直列変換器14では、積

算結果のうちI成分同士を1つの直列信号列に変換すると共に、積算結果のうちQ成分同士を1つの直列信号列に変換し、直交2成分の直列信号列を出力する。

【0033】この直交2成分の直列信号列は復調器15に輸入され、ここで復調される。このとき復調器15からは変調多値数に応じて複数ビット(例えばBPSKならば1ビット、QPSKならば2ビット、8相PSKならば3ビット、16QAMならば4ビット)の並列データ列が出力されるため(すなわち情報シンボルが出力されるため)、並列直列変換器(P/S)16によつて直列データ列に変換することにより送信側の情報データS1に対応した情報データS4が得られる。因みに、変調方式がBPSKの場合には復調器15の出力は直列データ列であるため、並列直列変換の必要はなく、並列直列変換器16は不要になる。

【0034】ここで拡散符号発生器21及び34について図5を用いて説明する。但し、拡散符号発生器21及び34は構成が同じであるため、ここでは拡散符号発生器21についての説明する。図5に示すように、拡散符号発生器21は、システムによつて異なる第1の拡散符号 d_1 を発生する拡散符号発生器D、符号チャネル毎に異なる第2の拡散符号 $e_1 \sim e_n$ を発生する拡散符号発生器 $E_1 \sim E_n$ 、及び乗算器 $M_1 \sim M_n$ によつて構成されている。

【0035】拡散符号発生器Dによつて生成された第1の拡散符号 d_1 は乗算器 $M_1 \sim M_n$ に輸入される。拡散符号発生器 $E_1 \sim E_n$ によつて生成された第2の拡散符号 $e_1 \sim e_n$ はそれぞれ対応する乗算器 $M_1 \sim M_n$ に輸入される。乗算器 M_1 は入力された第1の拡散符号 d_1 と第2の拡散符号 e_1 とを乗算し、乗算器 M_2 は入力された第1の拡散符号 d_1 と第2の拡散符号 e_2 とを乗算し、同様にして乗算器 M_n は入力された第1の拡散符号 d_1 と第2の拡散符号 e_n とを乗算する。これにより乗算器 $M_1 \sim M_n$ から各符号チャネルに対応した拡散符号 $c_1 \sim c_n$ が出力される。

【0036】この場合、第1の拡散符号 d_1 は他のシステムに対する妨害を低減する効果に寄与し、第2の拡散符号 $e_1 \sim e_n$ は多重される符号チャネル間の干渉を低減する効果に寄与している。また第1の拡散符号 d_1 としてはM系列符号(Maximum length linear shift register sequence code: 最長線形符号系列)に代表されるPN符号(Pseudo Noise code: 疑似雑音符号)が用いられ、第2の拡散符号 $e_1 \sim e_n$ としてはM系列符号に代表されるPN符号又はウォルツシュ(Walsh)符号に代表される直交符号が用いられる。因みに、第2の拡散符号として直交符号を用いた場合の方が、直交符号の性質から分かるように符号チャネル間の干渉を低減することができる。

【0037】以上の構成において、送信装置20では、情報データS1から得られる直交位相信号(I、Q)を

符号チャンネル数に応じた並列データ列 (I_1 及び Q_1 、 $\sim I_n$ 及び Q_n) に変換し、各並列データ列 (I_1 及び Q_1 、 $\sim I_n$ 及び Q_n) に符号チャンネル毎に異なる拡散符号 (c_1 、 $\sim c_n$) を乗算する。そして拡散符号を乗じた各並列データ列を直交位相別に足し合わせ、これを直交キャリア数に応じた並列データ列に変換し、逆フーリエ変換を行う。これにより送信装置20では、情報データS1の各ビットを図2に示すように帯域全体 (f_1 、 $\sim f_n$) に拡散すると共に、各直交キャリア (f_1 、 $\sim f_n$) に対して複数のビットを符号多重して送信する。

【0038】一方、受信装置30では、受信したベースバンド信号S20、S21からフーリエ変換によつて各直交キャリアにおける直交位相成分 (I_1 、'及び Q_1 、' $\sim I_n$ 、'及び Q_n 、') を抽出した後、抽出した直交位相成分 (I_1 、'及び Q_1 、' $\sim I_n$ 、'及び Q_n 、') を時系列的にまとめて直列信号列 (I' 、 Q') に変換し、これを符号チャンネル数に応じて分岐して当該符号チャンネル毎に異なる拡散符号 (c_1 、 $\sim c_n$) を乗算する (すなわち逆拡散を行う)。そして拡散符号を乗算した並列信号列をそれぞれ拡散符号長分積算し、当該積算したものを基に情報データを復調する。これにより受信装置30では、帯域全体 (f_1 、 $\sim f_n$) に拡散され、かつ各直交キャリアに対して符号多重された情報データを復調する。

【0039】このようにしてこの実施例の場合には、図2に示すように、情報データの各ビットを全直交キャリアに分散して送信することにより、周波数選択性フェージングによつて一部のキャリアのエネルギーが失われたとしても、各ビットのエネルギーの減衰量は僅かであり、誤り率の著しい低下を低減することができる。因みに、従来の場合には、図10に示すように、情報データの各ビットを帯域全体に分散させず、1つのキャリアに1ビット分のエネルギーを載せていたため、周波数選択性フェージングによつてあるキャリアのエネルギーが失われると、そのキャリアで伝送されるビットに誤りが生じて全体として誤り率が低下していた。

【0040】またこの実施例の場合には、符号多重に使用する拡散符号として、各符号チャンネルに共通で且つシステム毎に異なる第1の拡散符号 (d_1) と各符号チャンネル毎に異なる第2の拡散符号 (e_1 、 $\sim e_n$) とを乗算した符号 (c_1 、 $\sim c_n$) を用いるようにしたことにより、第1の拡散符号によつて異なるシステム間の干渉を回避することができると共に、第2の拡散符号によつて符号チャンネル間の干渉を回避することができる。

【0041】さらにこの実施例の場合には、複数のビットを符号多重によつて同一キャリアに多重しているため、符号多重数 (すなわち符号チャンネル数) を変更することにより、従来のようなフィルタの帯域幅変更等を伴わずに容易にデータレートを変更することができる。

【0042】以上の構成によれば、情報データの各ビットを全直交キャリアに分散し、各直交キャリアに対して

複数のビットを符号多重するようにしたことにより、周波数選択性フェージングが生じた場合にも誤り率の著しい低下を低減することができると共に、データレートを変更する場合にも容易に対応することができる。かくするにつきOFDM方式の利点を持ちながら周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得る通信システムを実現することができる。

【0043】(2) 第2実施例

図3との対応部分に同一符号を付して示す図6において、40は全体として第2実施例による送信装置を示す。この送信装置40では、情報データS1を直列並列変換器 (S/P) 41に入力し、ここで当該情報データS1を符号多重数 (すなわち符号チャンネル数) に応じて並列データ列に変化する。この並列データ列はそれぞれ直列並列変換器 (S/P) SP_1 、 $\sim SP_n$ に入力され、ここでそれぞれ変調多値数 (BPSKならば「1」、QPSKならば「2」、8相PSKならば「3」、16QAMならば「4」) に応じて並列データ列に変換される。

【0044】変調器 MOD_1 、 $\sim MOD_n$ はそれぞれ入力された並列データ列に基づいて所定の変調方式に応じた直交位相信号 (I_1 、及び Q_1 、 $\sim I_n$ 、及び Q_n) を生成する。例えば変調方式がQPSKの場合には、2ビットの情報から4位相の情報を生成する。この生成された直交位相信号を [I成分、Q成分] という形式で表現すれば、[1、1]、[-1、1]、[-1、-1]、又は [1、-1] のいずれかになる。この変調器 MOD_1 、 $\sim MOD_n$ から出力される直交位相信号 (I_1 、及び Q_1 、 $\sim I_n$ 、及び Q_n) はそれぞれ乗算器 (X_{11} 、及び X_{01} 、 $\sim X_{1n}$ 、及び X_{0n}) に入力される。

【0045】拡散符号発生器21は第1実施例と同様に図5に示すような構成を有し、各符号チャンネル毎に異なる拡散符号 (c_1 、 $\sim c_n$) を発生する。この拡散符号 (c_1 、 $\sim c_n$) はそれぞれ乗算器 (X_{11} 、及び X_{01} 、 $\sim X_{1n}$ 、及び X_{0n}) に供給され、ここで符号チャンネル毎に直交位相信号 (I_1 、及び Q_1 、 $\sim I_n$ 、及び Q_n) に乗算される。すなわち乗算器 X_{11} は同相成分 I_1 と拡散符号 c_1 とを乗算し、乗算器 X_{01} は直交成分 Q_1 と拡散符号 c_1 とを乗算する。また乗算器 X_{12} は同相成分 I_1 と拡散符号 c_2 とを乗算し、乗算器 X_{02} は直交成分 Q_1 と拡散符号 c_2 とを乗算する。さらに乗算器 X_{1n} は同相成分 I_1 と拡散符号 c_n とを乗算し、乗算器 X_{0n} は直交成分 Q_n と拡散符号 c_n とを乗算する。このように同一の符号チャンネルにおいては、各成分に同一の拡散符号が乗算される。

【0046】この乗算器 (X_{11} 、及び X_{01} 、 $\sim X_{1n}$ 、及び X_{0n}) の出力は直交位相別にそれぞれ加算器22、23に入力され足し合わされる。すなわち加算器22では各符号チャンネルのI成分である乗算器 X_{11} 、 $\sim X_{1n}$ の出力

13

が足し合わされ、加算器23では各符号チャネルのQ成分である乗算器 $X_{01} \sim X_{0n}$ の出力が足し合わされる。

【0047】加算器22の出力は直列並列変換器(S/P)24に輸入され、ここで直交キャリア数に応じて並列データ列に変換された後、OFDMの各直交キャリアのI成分として逆フーリエ変換器(FFT)25に供給される。また加算器23の出力は直列並列変換器(S/P)26に輸入され、ここで直交キャリア数に応じて並列データ列に変換された後、OFDMの各直交キャリアのQ成分として逆フーリエ変換器25に供給される。

【0048】逆フーリエ変換器25は供給された各直交キャリアの位相情報(すなわちI成分及びQ成分からなる直交位相成分)から直交周波数多重信号S10、S11を生成し、当該直交周波数多重信号S10、S11を周波数変換器27に出力する。周波数変換器27は入力された直交周波数多重信号S10、S11を所望の搬送波周波数帯の信号に変換し、送信信号S12として出力する。この送信信号S12は高周波増幅器7に輸入され、ここで所定電力に増幅された後、アンテナ8を介して空中に放射される。

【0049】これに対して図4との対応部分に同一符号を付して示す図7において、第2実施例による受信装置を示す。この図7に示すように、受信装置50では、アンテナ10で受信した受信信号を高周波増幅器11で所定電力に増幅し、周波数変換器31によつてベースバンド信号S20、S21に変換した後、フーリエ変換器(FFT)32に輸入するようになされている。因みに、ベースバンド信号S20、S21は送信装置40における直交周波数多重信号S10、S11に対応するものである。

【0050】フーリエ変換器32は入力されたベースバンド信号S20、S21から各直交キャリアにおける直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を抽出し、並列直列変換器(P/S)33に出力する。並列直列変換器33は入力された直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を直列信号列に変換する。すなわち並列直列変換器33では、直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を各成分毎に直列変換し、直交位相成分 I' 、 Q' を出力する。この直交位相成分 I' 、 Q' は符号チャネル数に応じて分岐され、乗算器(Y_{11} 及び $Y_{01} \sim Y_{1n}$ 及び Y_{0n})に供給される。

【0051】拡散符号発生器34は送信側の拡散符号発生器21に対応するものであり、第1実施例と同様に図5に示すような構成を有し、各符号チャネル毎に異なる拡散符号($c_1 \sim c_n$)を発生する。この拡散符号($c_1 \sim c_n$)はそれぞれ乗算器(Y_{11} 及び $Y_{01} \sim Y_{1n}$ 及び Y_{0n})に供給され、直交位相成分 I' 、 Q' に乗算される。すなわち乗算器 Y_{11} は同相成分 I' と拡散符号 c_1 とを乗算し、乗算器 Y_{01} は直交成分 Q' と拡散符号 c_1 とを乗算する。また乗算器 Y_{12} は同相成分 I' と拡

14

散符号 c_2 とを乗算し、乗算器 Y_{02} は直交成分 Q' と拡散符号 c_2 とを乗算する。さらに乗算器 Y_{1n} は同相成分 I' と拡散符号 c_n とを乗算し、乗算器 Y_{0n} は直交成分 Q' と拡散符号 c_n とを乗算する。このように直交位相成分 I' 、 Q' には符号チャネル毎に異なる拡散符号が乗算される。

【0052】乗算器(Y_{11} 及び $Y_{01} \sim Y_{1n}$ 及び Y_{0n})の出力は、符号チャネル毎にそれぞれ積算器 $Z_1 \sim Z_n$ に輸入され、ここで符号チャネル毎に拡散符号長分ずつ積算される。この場合、積算器 $Z_1 \sim Z_n$ は2入力2出力の構成を有し、それぞれ入力されたものを独立に積算して出力する。

【0053】積算器 $Z_1 \sim Z_n$ から出力される符号チャネル毎の積算結果は、それぞれ復調器 $DEM_1 \sim DEM_n$ に輸入され、ここで符号チャネル毎に復調される。このとき復調器 $DEM_1 \sim DEM_n$ からは変調多値数に応じて複数ビット(例えばBPSKならば1ビット、QPSKならば2ビット、8相PSKならば3ビット、16QAMならば4ビット)の並列データ列が出力されるため(すなわち情報シンボルが出力されるため)、復調器 $DEM_1 \sim DEM_n$ の復調結果はそれぞれ並列直列変換器(P/S) $PS_1 \sim PS_n$ に輸入され、ここで符号チャネル毎に直列データ列に変換される。

【0054】並列直列変換器 $PS_1 \sim PS_n$ によつて直列データ列に変換された符号チャネル毎の復調結果はそれぞれ並列直列変換器(P/S)51に輸入され、ここで直列データ列に変換される。これにより送信側の情報データS1に対応した情報データS4が得られる。因みに、変調方式がBPSKの場合には復調器 $DEM_1 \sim DEM_n$ の出力は直列データ列であるため、並列直列変換の必要はなく、並列直列変換器 $PS_1 \sim PS_n$ は不要になる。

【0055】以上の構成において、送信装置40では、情報データS1を符号チャネル数に応じて並列データ列に変換した後、各並列データ列から直交位相信号(I_1 及び $Q_1 \sim I_n$ 及び Q_n)を生成する。そして直交位相信号(I_1 及び $Q_1 \sim I_n$ 及び Q_n)に符号チャネル毎に異なる拡散符号($c_1 \sim c_n$)を乗算し、当該拡散符号を乗算した各並列データ列を直交位相別に足し合わせ、これを直交キャリア数に応じた並列データ列に変換し、逆フーリエ変換を行う。これにより送信装置40では、情報データS1の各ビットを図2に示すように帯域全体($f_1 \sim f_n$)に拡散すると共に、各直交キャリア($f_1 \sim f_n$)に対して複数のビットを符号多重して送信する。

【0056】一方、受信装置50では、受信したベースバンド信号S20、S21からフーリエ変換によつて各直交キャリアにおける直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を抽出した後、抽出した直交位相成分(I_1' 及び $Q_1' \sim I_n'$ 及び Q_n')を時系列的にまと

50

めて直列信号列 (I' 、 Q') に変換し、これを符号チャネル数に応じて分岐して当該符号チャネル毎に異なる拡散符号 ($c_1 \sim c_n$) を乗算する (すなわち逆拡散を行う)。そして拡散符号を乗算した並列信号列をそれぞれ拡散符号長分積算し、当該積算したものを基に符号チャネル毎に復調を行い、最終的に並列直列変換して情報データを得る。これにより受信装置 50 では、帯域全体 ($f_1 \sim f_n$) に拡散され、かつ各直交キャリアに対して符号多重された情報データを復調する。

【0057】このようにしてこの実施例の場合にも、情報データの各ビットを全直交キャリアに分散して送信することにより、周波数選択性フェージングによつて一部のキャリアのエネルギーが失われたとしても、各ビットのエネルギーの減衰量は僅かであり、誤り率の著しい低下を低減することができる。またこの実施例の場合にも、複数のビットを符号多重によつて同一キャリアに多重しているため、符号多重数 (すなわち符号チャネル数) を変更することにより、従来のようなフィルタの帯域幅変更等を伴わずに容易にデータレートを変更することができる。

【0058】以上の構成によれば、情報データの各ビットを全直交キャリアに分散し、各直交キャリアに対して複数のビットを符号多重するようにしたことにより、周波数選択性フェージングが生じた場合にも誤り率の著しい低下を低減することができると共に、データレートを変更する場合にも容易に対応することができる。かくするにつき OFDM 方式の利点を持ちながら周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得る通信システムを実現することができる。

【0059】(3) 他の実施例

なお上述の第 1 実施例においては、送信装置 20 において直列並列変換器 4 の前段に変調器 3 を設け、変調器 3 によつて生成した直交位相信号 I 、 Q を符号チャネル数に応じて並列データに変換した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、直列並列変換器 4 の後段に符号チャネル毎に変調器を設け、符号チャネルに分けてから直交位相信号を生成するようにしても上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0060】また上述の第 1 実施例においては、受信装置 30 において並列直列変換器 14 の後段に復調器 15 を設け、符号チャネル毎の直交位相成分を時系列的にまとめた後、復調するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、並列直列変換器 14 の前段に符号チャネル毎に復調器を設け (すなわち積算器 $Z_1 \sim Z_n$ の後段に 1 つずつ復調器を設け)、符号チャネル毎に復調してから時系列的にまとめるようにしても上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0061】さらに上述の実施例においては、直交キャリア数と符号チャネル数とが共に n の場合 (すなわち

直交キャリア数と符号チャネル数が等しい場合) について述べたが、本発明はこれに限らず、直交キャリア数と符号チャネル数とが異なる場合にも上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0062】

【発明の効果】上述のように本発明によれば、入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを直交キャリアの帯域全体に拡散し、各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重するようにしたことにより、周波数選択性フェージングが生じた場合にも誤り率の著しい低下を低減することができると共に、データレートを変更する場合にも容易に対応することができる。かくするにつき周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得る通信システムを実現し得る。

【図面の簡単な説明】

【図 1】OFDM 方式に用いられる直交キャリアを示す略線図である。

【図 2】本発明のよる各ビットのエネルギー分布状況を示す略線図である。

【図 3】第 1 実施例による送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 4】第 1 実施例による受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 5】拡散符号発生器の構成を示すブロック図である。

【図 6】第 2 実施例による送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 7】第 2 実施例による受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 8】従来の送信装置の構成を示すブロック図である。

【図 9】従来の受信装置の構成を示すブロック図である。

【図 10】従来の各ビットのエネルギー分布状況を示す略線図である。

【符号の説明】

1、20、40……送信装置、2、4、24、26、 $SP_1 \sim SP_n$ ……直列並列変換器、3、 $MOD_1 \sim MOD_n$ ……変調器、5、25……逆フーリエ変換器、6、12、27、31……周波数変換器、7、11……高周波増幅器、8、10……アンテナ、9、30、50……受信装置、13、32……フーリエ変換器、14、16、33、 $PS_1 \sim PS_n$ ……並列直列変換器、15、 $DEM_1 \sim DEM_n$ ……復調器、21、34……拡散符号発生器、22、23……加算器、 D ……第 1 の拡散符号発生器、 $E_1 \sim E_n$ ……第 2 の拡散符号発生器、 $M_1 \sim M_n$ 、 $X_{11} \sim X_{1n}$ 、 $X_{01} \sim X_{0n}$ 、 $Y_{11} \sim Y_{1n}$ 、 $Y_{01} \sim Y_{0n}$ ……乗算器、 $Z_1 \sim Z_n$ ……積算器。

【図 1】

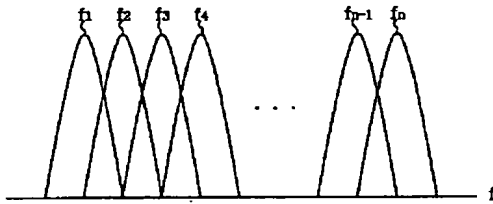


図1 OFDM方式のキャリア

【図 2】

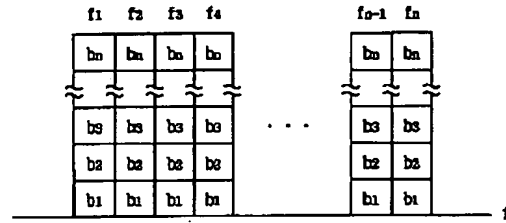


図2 各ビットのエネルギー分布

【図 3】

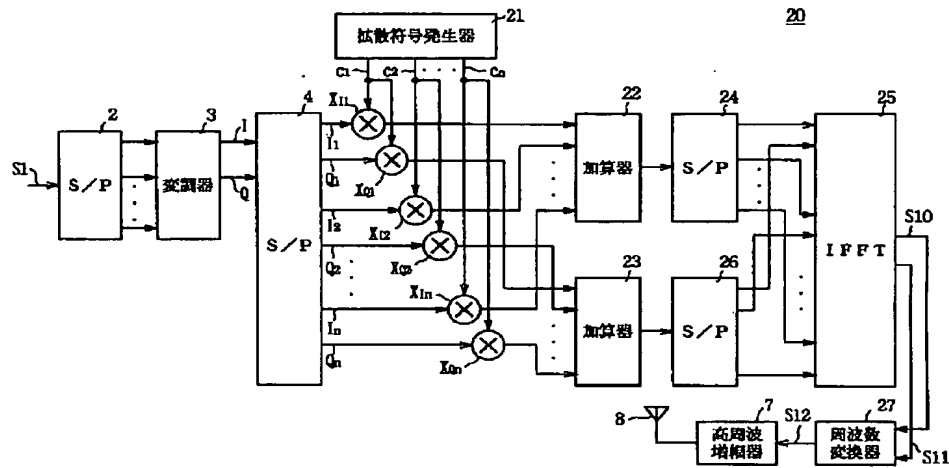


図3 第1実施例による送信装置

【図 5】

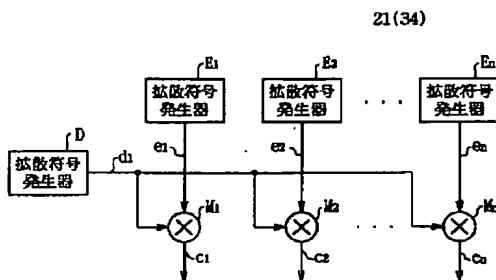


図5 拡散符号発生器の構成

【図 10】

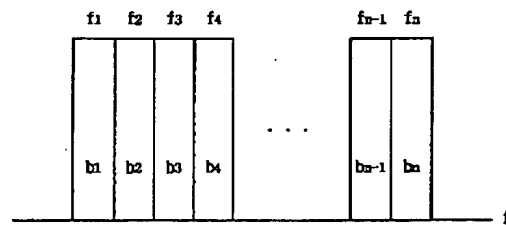


図10 従来の各ビットのエネルギー分布

【図 4】

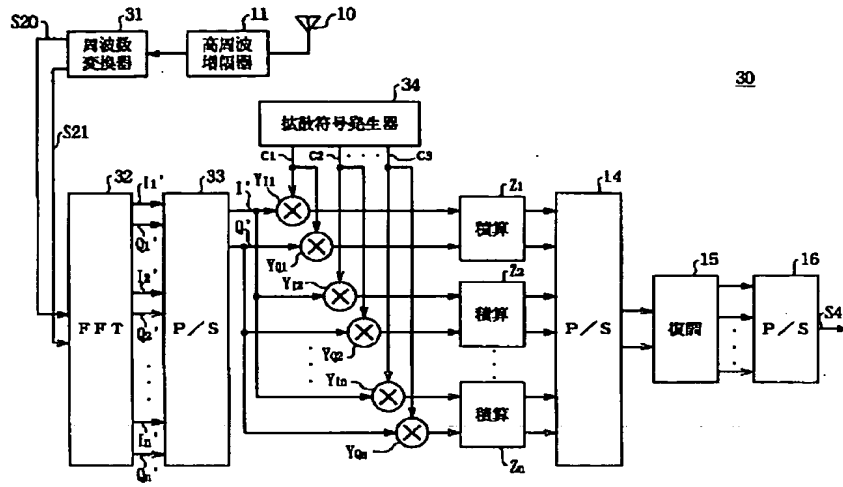


図 4 第 1 実施例による受信装置

【図 6】

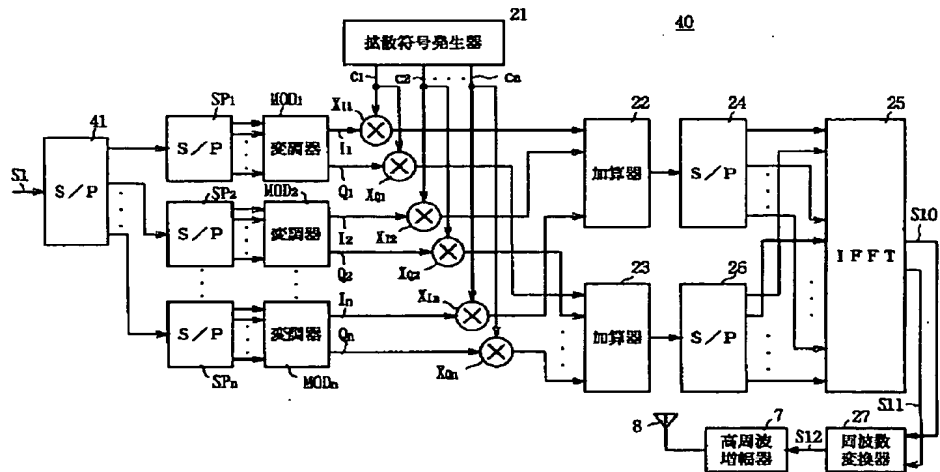


図 6 第 2 実施例による送信装置

【図 7】

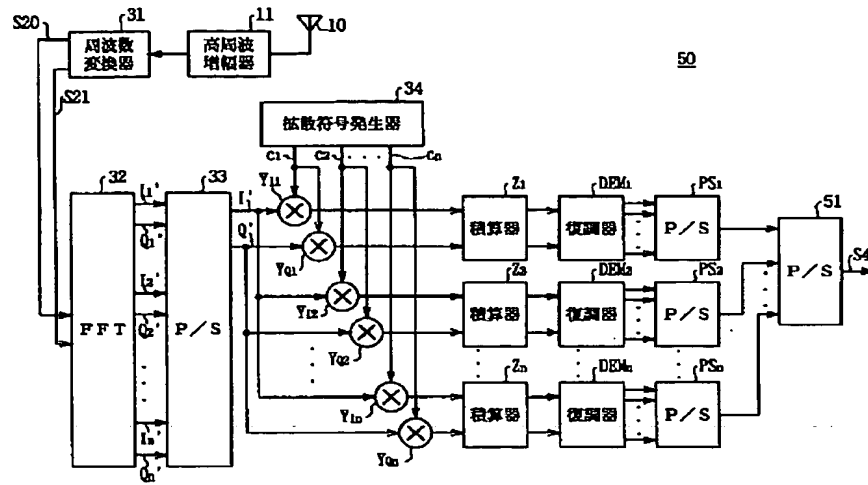


図7 第2実施例による受信装置

【図 8】

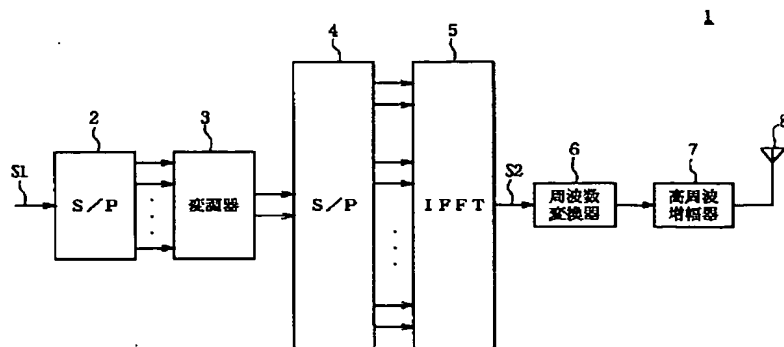


図8 従来の送信装置

【図 9】

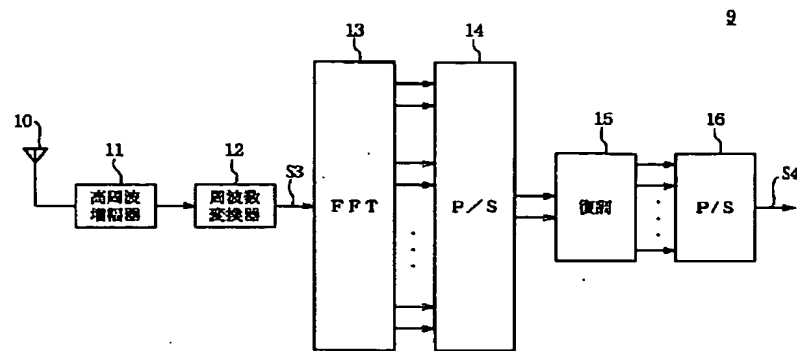


図 9 従来の受信装置

【公報種別】特許法第 17 条の 2 の規定による補正の掲載
 【部門区分】第 7 部門第 3 区分
 【発行日】平成 14 年 8 月 9 日（2002. 8. 9）

【公開番号】特開平 8-331095
 【公開日】平成 8 年 12 月 13 日（1996. 12. 13）
 【年通号数】公開特許公報 8-3311
 【出願番号】特願平 7-158615
 【国際特許分類第 7 版】

H04J 11/00
 【F I】
 H04J 11/00 Z

【手続補正書】

【提出日】平成 14 年 5 月 30 日（2002. 5. 30）

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書
 【補正対象項目名】発明の名称
 【補正方法】変更
 【補正内容】

【発明の名称】 通信システム、送信装置及び受信装置、送信方法及び受信方法

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書
 【補正対象項目名】特許請求の範囲
 【補正方法】変更
 【補正内容】

【特許請求の範囲】
 【請求項 1】互いに直交する複数の直交キャリアを用いて送信装置と受信装置との間で通信する通信システムにおいて、
 上記送信装置は、
 入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを上記直交キャリアの帯域全体に拡散し、かつ上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を送信し、
 上記受信装置は、
 受信した上記直交周波数多重信号から上記各直交キャリアにおける直交位相成分を抽出し、抽出した直交位相成分を時系列的にまとめて各ビットについて逆拡散を施し、上記情報ビット列を復調するようにしたことを特徴とする通信システム。

【請求項 2】入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを、互いに直交する複数の直交キャリアの帯域全体に拡散し、かつ上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を送信する
ことを特徴とする送信装置。

【請求項 3】入力された情報ビット列を変調多値数に応

じて並列データ列に変換する第 1 の直列並列変換器と、
上記第 1 の直列並列変換器から出力される並列データ列を基に直交位相信号を生成する変調器と、
上記変調器から出力される上記直交位相信号を符号チャネル数に応じて並列データ列に変換する第 2 の直列並列変換器と、
各符号チャネルに対応する拡散符号を発生する拡散符号発生器と、
上記第 2 の直列並列変換器から出力される並列データ列に上記拡散符号発生器によつて発生した拡散符号をそれぞれ乗算する複数の乗算器と、
上記複数の乗算器の乗算結果を直交位相別にそれぞれ足し合わせる第 1 及び第 2 の加算器と、
上記第 1 及び第 2 の加算器から出力される直交位相成分を、互いに直交する複数の直交キャリアそれぞれに振り分ける第 3 及び第 4 の直列並列変換器と、
上記第 3 及び第 4 の直列並列変換器によつて振り分けた直交位相成分を基に直交周波数多重信号を生成する逆フーリエ変換器と、
上記直交周波数多重信号を送信する送信手段と
を具えることを特徴とする送信装置。

【請求項 4】上記拡散符号発生器は、
システム毎に異なる第 1 の拡散符号を発生する第 1 の拡散符号発生器と、
各符号チャネル毎に異なる第 2 の拡散符号を発生する第 2 の拡散符号発生器と
を具え、上記第 1 の拡散符号と上記各符号チャネル毎に異なる第 2 の拡散符号とを乗算することにより各符号チャネルに対応する拡散符号を発生するようにしたことを特徴とする請求項 3 に記載の送信装置。

【請求項 5】上記第 1 の拡散符号発生器は、
上記第 1 の拡散符号として最長線形符号系列に代表される疑似雑音符号を発生する
ことを特徴とする請求項 4 に記載の送信装置。

【請求項 6】上記第 2 の拡散符号発生器は、
上記第 2 の拡散符号として最長線形符号系列に代表され

る疑似雑音符号を発生する
 ことを特徴とする請求項 4 に記載の送信装置。
 【請求項 7】上記第 2 の拡散符号発生器は、
 上記第 2 の拡散符号として直交符号を発生する
 ことを特徴とする請求項 4 に記載の送信装置。
 【請求項 8】入力された情報ビット列を符号チャネル
 数に応じて並列データ列に変換する第 1 の直列並列変換
 器と、
 上記第 1 の直列並列変換器から出力される並列データ列
 をそれぞれ変調多値数に応じて並列データ列に変換する
 複数の第 2 の直列並列変換器と、
 上記第 2 の直列並列変換器に対してそれぞれ設けられ、
 上記並列データ列を基に直交位相信号を生成する複数の
 変調器と、
 各符号チャネルに対応する拡散符号を発生する拡散符
 号発生器と、
 上記複数の変調器から出力される直交位相信号に上記拡
 散符号発生器によつて発生した拡散符号をそれぞれ乗算
 する複数の乗算器と、
 上記複数の乗算器の乗算結果を直交位相別にそれぞれ足
 し合わせる第 1 及び第 2 の加算器と、
 上記第 1 及び第 2 の加算器から出力される直交位相成分
 をそれぞれ上記各直交キャリアに振り分ける第 3 及び第
 4 の直列並列変換器と、
 上記第 3 及び第 4 の直列並列変換器によつて振り分けた
 直交位相成分を基に直交周波数多重信号を生成する逆フ
 ーリエ変換器と、
 上記直交周波数多重信号を送信する送信手段と
 を具えることを特徴とする送信装置。
 【請求項 9】情報ビット列の各ビットのエネルギーを互
 いに直交する複数の直交キャリアの帯域全体に拡散する
 とともに上記各直交キャリアに対しては複数のビットの
 エネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を受信
 し、受信した上記直交周波数多重信号から上記各直交キ
 ャリアにおける直交位相成分を抽出し、抽出した直交位
 相成分を時系列的にまとめて各ビットについて逆拡散を
 施し、上記情報ビット列を復調する
 ことを特徴とする受信装置。
 【請求項 10】所定の送信装置から送信された、情報ビ
 ット列の各ビットのエネルギーを互いに直交する複数の
 直交キャリアの帯域全体に拡散するとともに上記各直交
 キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重し
 てなる直交周波数多重信号を受信する受信手段と、
 受信した上記直交周波数多重信号から、上記各直交キ
 ャリアにおける直交位相成分をそれぞれ抽出するフーリエ
 変換器と、
 上記フーリエ変換器から出力される複数の直交位相成分
 を直列信号列に変換する第 1 の並列直列変換器と、
 各符号チャネルに対応する拡散符号を発生する拡散符
 号発生器と、

上記第 1 の並列直列変換器から出力される直列信号列に
 対して、上記拡散符号発生器によつて発生した拡散符号
 をそれぞれ乗算する複数の乗算器と、
 上記乗算器の乗算結果をそれぞれ所定時間分足し合わせ
 る複数の積算器と、
 上記複数の積算器から出力される積算結果を直列信号列
 に変換する第 2 の並列直列変換器と、
 上記第 2 の並列直列変換器から出力される直交位相信号
 から情報シンボルを復調する復調器と、
 上記復調器から出力される情報シンボルを直列データ列
 に変換して情報ビット列を生成する第 3 の並列直列変換
 器と
 を具え、上記送信装置が送信した上記情報ビット列を復
 調する
 ことを特徴とする受信装置。
 【請求項 11】上記拡散符号発生器は、
 システム毎に異なる第 1 の拡散符号を発生する第 1 の拡
 散符号発生器と、
 各符号チャネル毎に異なる第 2 の拡散符号を発生する
 第 2 の拡散符号発生器と
 を具え、上記第 1 の拡散符号と上記各符号チャネル毎
 に異なる第 2 の拡散符号とを乗算することにより各符号
 チャネルに対応する拡散符号を発生するようにした
 ことを特徴とする請求項 10 に記載の受信装置。
 【請求項 12】上記第 1 の拡散符号発生器は、
 上記第 1 の拡散符号として最長線形符号系列に代表され
 る疑似雑音符号を発生する
 ことを特徴とする請求項 11 に記載の受信装置。
 【請求項 13】上記第 2 の拡散符号発生器は、
 上記第 2 の拡散符号として最長線形符号系列に代表され
 る疑似雑音符号を発生する
 ことを特徴とする請求項 11 に記載の受信装置。
 【請求項 14】上記第 2 の拡散符号発生器は、
 上記第 2 の拡散符号として直交符号を発生する
 ことを特徴とする請求項 11 に記載の受信装置。
 【請求項 15】所定の送信装置から送信された、情報ビ
 ット列の各ビットのエネルギーを互いに直交する複数の
 直交キャリアの帯域全体に拡散するとともに上記各直交
 キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重し
 てなる直交周波数多重信号を受信する受信手段と、
 受信した上記直交周波数多重信号から、上記各直交キ
 ャリアにおける直交位相成分をそれぞれ抽出するフーリエ
 変換器と、
 上記フーリエ変換器から出力される複数の直交位相成分
 を直列信号列に変換する第 1 の並列直列変換器と、
 各符号チャネルに対応する拡散符号を発生する拡散符
 号発生器と、
 上記第 1 の並列直列変換器から出力される直列信号列に
 対して、上記拡散符号発生器によつて発生した拡散符号
 をそれぞれ乗算する複数の乗算器と、

上記乗算器の乗算結果をそれぞれ所定時間分足し合わせる複数の積算器と、

上記積算器から出力される積算結果を基にそれぞれ符号チャンネル毎の情報シンボルを復調する複数の復調器と、

上記復調器から出力される情報シンボルを直列データ列に変換して符号チャンネル毎の情報ビットを生成する複数の第 2 の並列直列変換器と、

上記複数の第 2 の並列直列変換器から出力される情報ビットを直列データ列に変換して情報ビット列を生成する第 3 の並列直列変換器と

を具え、上記送信装置が送信した上記情報ビット列を復調する

ことを特徴とする受信装置。

【請求項 16】入力された情報ビット列の各ビットのエネルギーを互いに直交する複数の直交キャリアの帯域全体に拡散し、かつ上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を送信する

ことを特徴とする送信方法。

【請求項 17】入力された情報ビット列を変調多値数に応じて並列データ列に変換する第 1 の直列並列変換ステップと、

上記第 1 の直列並列変換ステップで変換された上記並列データ列を基に直交位相信号を生成する変調ステップと、

上記直交位相信号を符号チャンネル数に応じて並列データ列に変換する第 2 の直列並列変換ステップと、

上記第 2 の直列並列変換ステップで変換された並列データ列に対し、各符号チャンネルに対応する拡散符号をそれぞれ乗算する拡散符号乗算ステップと、

上記拡散符号乗算ステップの乗算結果を直交位相別にそれぞれ足し合わせる加算ステップと、

上記加算ステップの加算結果の直交位相成分を、互いに直交する複数の直交キャリアそれぞれに振り分ける第 3 の直列並列変換ステップと、

上記第 3 の直列並列変換ステップで振り分けられた直交位相成分を基に直交周波数多重信号を生成する逆フーリエ変換ステップと、

上記直交周波数多重信号を送信する送信ステップと

を具えることを特徴とする送信方法。

【請求項 18】入力された情報ビット列を符号チャンネル数に応じて並列データ列に変換する第 1 の直列並列変換ステップと、

上記第 1 の直列並列変換ステップで変換された上記並列データ列をそれぞれ変調多値数に応じて並列データ列に変換する第 2 の直列並列変換ステップと、

上記第 2 の直列並列変換ステップで変換された上記並列データ列を基に直交位相信号を生成する変調ステップと、

上記第 2 の直列並列変換ステップで生成された並列データ列に対し、各符号チャンネルに対応する拡散符号をそれぞれ乗算する拡散符号乗算ステップと、

上記拡散符号乗算ステップの乗算結果を直交位相別にそれぞれ足し合わせる加算ステップと、

上記加算ステップの加算結果の直交位相成分を、互いに直交する複数の直交キャリアそれぞれに振り分ける第 3 の直列並列変換ステップと、

上記第 3 の直列並列変換ステップで振り分けられた直交位相成分を基に直交周波数多重信号を生成する逆フーリエ変換ステップと、

上記直交周波数多重信号を送信する送信ステップと

を具えることを特徴とする送信方法。

【請求項 19】情報ビット列の各ビットのエネルギーを互いに直交する複数の直交キャリアの帯域全体に拡散するとともに上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を受信し、受信した上記直交周波数多重信号から上記各直交キャリアにおける直交位相成分を抽出し、抽出した直交位相成分を時系列的にまとめて各ビットについて逆拡散を施し、上記情報ビット列を復調する

ことを特徴とする受信方法。

【請求項 20】所定の送信装置から送信された、情報ビット列の各ビットのエネルギーを互いに直交する複数の直交キャリアの帯域全体に拡散するとともに上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を受信する受信ステップと、受信した上記直交周波数多重信号から、上記各直交キャリアにおける直交位相成分をそれぞれ抽出するフーリエ変換ステップと、

上記フーリエ変換ステップで抽出された複数の上記直交位相成分を直列信号列に変換する第 1 の並列直列変換ステップと、

上記直列信号列に対して、各符号チャンネルに対応する拡散符号をそれぞれ乗算する拡散符号乗算ステップと、

上記拡散符号乗算ステップの乗算結果をそれぞれ所定時間分足し合わせる積算ステップと、

上記積算ステップの積算結果を直列信号列に変換する第 2 の並列直列変換ステップと、

上記第 2 の並列直列変換ステップで変換された上記直交位相信号から情報シンボルを復調する情報シンボル復調ステップと、

上記情報シンボルを直列データ列に変換して上記情報ビット列を復調する第 3 の並列直列変換ステップと

を具えることを特徴とする受信方法。

【請求項 21】所定の送信装置から送信された、情報ビット列の各ビットのエネルギーを互いに直交する複数の直交キャリアの帯域全体に拡散するとともに上記各直交キャリアに対しては複数のビットのエネルギーを多重してなる直交周波数多重信号を受信する受信ステップと、

受信した上記直交周波数多重信号から、上記各直交キャリアにおける直交位相成分をそれぞれ抽出するフーリエ変換ステップと、

上記フーリエ変換ステップで抽出された複数の上記直交位相成分を直列信号列に変換する第 1 の並列直列変換ステップと、

上記直列信号列に対して、各符号チャネルに対応する拡散符号をそれぞれ乗算する拡散符号乗算ステップと、

上記拡散符号乗算ステップの乗算結果をそれぞれ所定時間分足し合わせる積算ステップと、

上記積算ステップの積算結果を基にそれぞれ符号チャネル毎の情報シンボルを復調する復調ステップと、

上記符号チャネル毎の上記情報シンボルをそれぞれ直列データ列に変換して符号チャネル毎の情報ビットを生成する複数の第 2 の並列直列変換ステップと、

上記第 2 の並列直列変換ステップで変換された上記情報ビットを直列データ列に変換して上記情報ビット列を復調する第 3 の並列直列変換ステップと

を具えることを特徴とする受信方法。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0002

【補正方法】変更

【補正内容】

【0002】

【産業上の利用分野】本発明は通信システム、送信装置及び受信装置、送信方法及び受信方法に関し、例えば動画像のような高速データを伝送する移動通信システムに適用して好適なものである。

【手続補正 4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0011

【補正方法】変更

【補正内容】

【0011】本発明は以上の点を考慮してなされたもので、OFDM方式の利点を持ちながら周波数選択性フェージングによる性能劣化を低減し得ると共に、データレートの変更に容易に対応し得る通信システム、送信装置及び受信装置、送信方法及び受信方法を提案しようとするものである。